

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2002-530992

(P2002-530992A)

(43) 公表日 平成14年9月17日 (2002.9.17)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 4 B 1/04

識別記号

F I

H 0 4 B 1/04

テマコード\* (参考)

R 5 J 0 9 0

J 5 J 1 0 6

P 5 K 0 0 4

T 5 K 0 6 0

H 0 3 F 1/32

H 0 3 F 1/32

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 42 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-584604(P2000-584604)  
(86) (22) 出願日 平成11年11月19日 (1999.11.19)  
(85) 翻訳文提出日 平成13年5月21日 (2001.5.21)  
(86) 国際出願番号 P C T / G B 9 9 / 0 3 8 6 4  
(87) 国際公開番号 W O 0 0 / 3 1 8 8 1  
(87) 国際公開日 平成12年6月2日 (2000.6.2)  
(31) 優先権主張番号 9 8 2 5 4 1 4 . 7  
(32) 優先日 平成10年11月19日 (1998.11.19)  
(33) 優先権主張国 イギリス (G B)

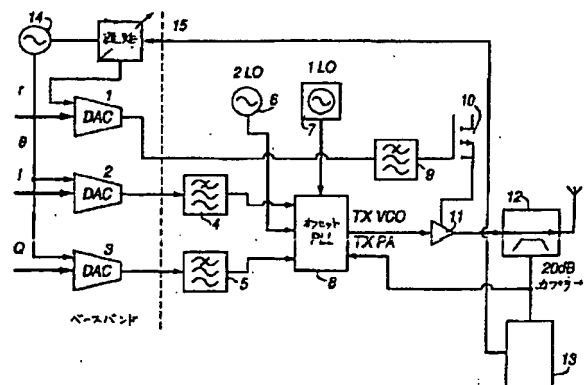
(71) 出願人 カデンス デザイン システムズ インコーポレーテッド  
アメリカ合衆国、95134 カリフォルニア州、サンノゼ、リバー オークス パークウェイ 555、サンノゼ コーポレートヘッドクォーターズ  
(72) 発明者 ウィルソン、マーティン、ポール  
グレートブリテン、7 エヌワイ シービー 3 ケンブリッジシール、カルドコート、ウエストドライブ 20  
(74) 代理人 弁理士 中島 司朗

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 線形 R F パワーアンプ及び送信器

(57) 【要約】

ベースバンド信号の振幅成分を用いて転送パワーアンプを直接的に振幅変調することで、エンベロープが一定でない変調 R F 信号の線形増幅を実現するように構成された送信回路手段である。更に言えば、送信される信号は、ベースバンド信号の同位相成分及び直交位相成分によって位相変調され、直接的に入力された振幅変調と位相変調との間のあらゆる時間低下を訂正するために同期手段が備えられている。変調同期は、転送器の線形性に関して非常に大きな効果をもたらす。



BEST AVAILABLE COPY

(2)

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 不定エンベロープ変調信号を送信するための線形R F送信器であって、

入力信号を位相成分に分解し、さらに、位相成分を同相（I）成分と直角位相（Q）成分とに分解するように構成されたベースバンド処理手段と、

信号成分のアナログ表現を生成するように構成された変換手段と、

同相成分及び直角位相成分のアナログ表現を受け取り、当該I成分及びQ成分に対し、アップコンバート処理及びR F信号への位相変調処理を行うよう構成された位相変調手段と、

位相変調されたR F信号を受信して、当該信号を送信のために増幅するよう構成された出力パワーアンプ手段と、

入力信号の振幅成分を受け取り、当該振幅成分に従って出力パワーアンプ手段を制御することでR F信号を振幅変調するように構成された直接振幅変調手段と、

R F信号を監視し、当該R F信号に応じて変換手段を制御する同期手段と、を有する線形R F送信器。

【請求項2】 ベースバンド処理手段は更に、入力信号から振幅成分を分離するように構成されており、変換手段は更に、振幅成分のアナログ表現を生成して当該アナログ表現を直接振幅変調手段に供給するように構成されていること、を特徴とする請求項1に記載の送信器。

【請求項3】 位相変調手段は更に、中間周波数信号を生成するように構成された第1の発振器と、中間周波数信号をI信号成分及びQ信号成分を用いて位相変調する第1のI Q変調手段と、

基準周波数信号を生成するように構成された第2の発振器と、変調された中間周波数信号を無線周波数にアップコンバートする位相ロックループとを有し、

アップコンバートされた中間周波数信号は、位相変調R F信号として、中間周波数と基準周波数との合計である周波数で出力されること、

(3)

を特徴とする請求項 2 に記載の送信器。

【請求項 4】 位相変調手段はさらに、  
中間周波数信号を生成するように構成された第 1 の発振器と、  
I 信号成分及び Q 信号成分を用いて中間周波数信号を位相変調する第 1 の I Q  
変調手段と、

位相変調された中間周波数信号の振幅成分を検出して、当該振幅成分を直接振  
幅変調手段に供給するエンベロープ検出手段と、

位相変調された中間周波数信号から振幅成分を取り除く限定手段と、

基準信号を生成するように構成された第 2 の発振器と、

位相変調された中間周波数信号を限定手段に限定された後に受け取り、前記信  
号を無線周波数にアップコンバートするように構成された位相ロックループと、  
を有し、

アップコンバートされた中間周波数信号は、位相変調 R F 信号として、中間周  
波数と基準周波数との合計である周波数で出力されること、

を特徴とする請求項 1 に記載の送信器。

【請求項 5】 位相ロックループは、

電圧制御発振器と、

位相比較手段と、

合計及び混合手段とを有し、

位相比較手段は、位相変調された中間周波数信号と混合手段から出力される混  
合信号とを受け取って、そこから電圧制御発振器を制御するように構成されてお  
り、

電圧制御発振器は、位相比較手段に対応して、定振幅の位相変調信号を出力す  
るように構成されており、そして、

合計及び混合手段は、定振幅の位相変調信号を出力パワーアンプ手段の出力か  
らフィードバックされた R F 信号と合計し、その結果生ずる信号を基準周波数信  
号と混合して、位相比較手段に供給される混合信号を生成するように構成されて  
いること、

を特徴とする請求項 3 又は 4 に記載の送信器。

(4)

【請求項 6】 位相変調手段はさらに、

位相変調された R F 信号を受け取り、ベースバンド処理手段の制御を受けて、位相変調された R F 信号に持ち込まれたあらゆる 180 度位相シフトを取り除くように構成されたバイナリ変調手段を有すること、

を特徴とする請求項 3 乃至 5 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 7】 位相変調手段はさらに、

位相変調された R F 信号とベースバンドの I 成分及び Q 成分とを受け取り、当該ベースバンドの I 成分及び Q 成分を用いて当該位相変調された R F 信号を更に位相変調し、それによって、位相変調された R F 信号に持ち込まれたあらゆる不必要な位相変調を取り除くように構成された第 2 の I Q 変調手段を有すること、

を特徴とする請求項 3 乃至 5 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 8】 第 2 の I Q 変調器手段は、位相ロックループ内に組み込まれていること、

を特徴とする請求項 7 に記載の送信器。

【請求項 9】 第 1 及び第 2 の I Q 変調手段は、PLL のフィードバック経路に組み込まれていること、

を特徴とする請求項 7 に記載の送信器。

【請求項 10】 位相変調同期手段と、

第 2 の I Q 変調手段において実行される位相変調を制御するように構成され、同相及び直角位相の信号成分を各々遅延させる遅延手段と、を更に有し、

前記位相変調同期手段は、位相変調された R F 信号に持ち込まれた位相変調エラーを検出して、そこから遅延手段を制御し、それによって、位相変調された R F 信号の中の変調同期エラーを低減するように構成されていること、

を特徴とする請求項 7 乃至 9 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 11】 位相変調同期手段は、入力信号の振幅成分と、ベースバンド処理手段からの位相回転信号と、位相比較手段からの電圧制御発振器制御信号とを受け取って、そこから位相変調エラーを検出するように構成されていること、

を特徴とする請求項 10 に記載の送信器。

(5)

【請求項 1 2】 位相ロックループはさらに、  
位相比較手段と電圧制御発振器との間に配置された合計手段と、  
ベースバンド処理手段からベースバンド成分を受け取り、当該位相成分を時間  
に対して微分するように構成された微分手段とを有し、  
合計手段は、微分された位相成分と位相比較手段からの出力とを受け取り、結  
果の合計値に基づいて電圧制御発振器を操作するように構成されていること、  
を特徴とする請求項 5 に記載の送信器。

【請求項 1 3】 変換手段は更に、  
入力信号における振幅成分、同位相成分、直角位相成分の各々に対応する別個  
のデジタルーアナログコンバータと、  
各々のデジタルーアナログコンバータにクロック信号を供給するクロック手段  
と、  
同期手段からの同期制御信号に応じて変換処理を制御する変換制御手段と、を  
有すること、  
を特徴とする請求項 1 乃至 1 2 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 1 4】 変換制御手段は遅延回路であり、デジタルーアナログコン  
バータに供給されるクロック信号を遅延させ、それによって、少くとも入力信号  
成分の生成表現の位相を制御するように構成されていること、  
を特徴とする請求項 1 3 に記載の送信器。

【請求項 1 5】 変換手段は更に、  
入力信号における振幅成分、同位相成分、直角位相成分の各々に対応する別個  
のアナログ補間フィルタであって、それぞれが、各入力信号成分のアナログ表現  
の各々を受け取るように構成されたフィルタ、を有すること、  
を特徴とする請求項 1 3 及び 1 4 に記載の送信器。

【請求項 1 6】 直接振幅変調手段はさらに、電力節約手段を含むこと、  
を特徴とする請求項 1 乃至 1 5 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 1 7】 電力節約手段は、  
第 1 の供給電圧で第 1 の伝導装置に電力を供給するよう構成された第 1 の電源  
と、

(6)

第2の供給電圧で第2の伝導装置に電力を供給するよう構成された第2の電源と、

第1の伝導装置と第2の伝導装置との間の切り替えを行うように構成された切り替え手段とを有し、

第2の供給電圧は第1の供給電圧よりも高く、切り替え手段は、入力信号の振幅成分に振幅ピークが生じた際に、第1の伝導装置から第2の伝導装置への切り替えを行うように構成されていること、

を特徴とする請求項16に記載の送信器。

【請求項18】 第1及び第2の電源は、各々切り替えモード電源であること、

を特徴とする請求項17に記載の送信器。

【請求項19】 電力節約手段は、

ベースバンド処理手段によって制御されるように構成された切り替え装置と、パワーアンプと切替え装置との間に接続された誘導器とを有し、

ベースバンド処理手段は、切替え装置を制御して、誘導器によって合成されて入力信号の振幅成分の近似形状表現を発生させるような電圧パルスを生成すること、

を特徴とする請求項16に記載の送信器。

【請求項20】 電力節約手段は更に、

線形方式で動作するように構成されていると共に、入力信号の振幅成分及び合成電圧パルスを受け取って、そこから差分信号を出力するように構成された比較器増幅器と、

合成電圧パルス及び差分信号を受け取り、受け取った2つの信号の合計に対応する合計信号をパワーアンプに出力するように構成された加算器とを有し、

それによって、電圧パルスの形状が細かく制御でき、入力信号の振幅成分が正確に表現されること、

を特徴とする請求項19に記載の送信器。

【請求項21】 同期手段は更に、

RF出力信号の位相を検出するように構成された位相検出手段と、

(7)

R F 出力信号の振幅エンベロープを検出するように構成された振幅検出手段と

R F 出力信号の位相と振幅との間の同期を検出するように構成された同期検出手段と、

検出された同期に基づいて変換手段を制御するように構成された同期制御手段と、を有すること

を特徴とする請求項 1 乃至 20 のいずれかに記載の送信器。

【請求項 22】 位相検出器手段は更に、

協働して F M 弁別器として動作するように構成された遅延回路及びミキサと、

F M 弁別器からの出力を受け取るように構成された第 1 のローパスフィルタと

F M 弁別器からの出力を受け取るように構成された第 2 のローパスフィルタと

第 1 のローパスフィルタからの出力を受け取って基準電圧と比較し、その差分は、F M 弁別器が固定の直流レベル電圧を出力するように遅延回路を制御するために使用される、という形に構成された比較器とを有し、

位相の変化がある場合は必ず、固定の直流電圧が第 2 のローパスフィルタの出力において電圧パルスとして示されること、

を特徴とする請求項 21 に記載の送信器。

【請求項 23】 振幅検出手段は更に、

振幅エンベロープを検出するためのエンベロープ検出器と、

エンベロープ検出器からの出力を受け取り、当該信号を時間に対して微分するように構成された微分回路と、を有すること、

を特徴とする請求項 21 又は 22 に記載の送信器。

【請求項 24】 同期検出器が、

微分された振幅エンベロープを位相検出器からの電圧パルスに応じてサンプリングし、それによって、R F 信号の振幅と位相とが同期している場合にはサンプル信号がゼロになるように構成されたサンプル用ゲートを含むこと、

を特徴とする請求項 23 に記載の送信器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

本発明が提供するののは、線形無線周波数（RF）パワーアンプであり、特に、線形変調信号の増幅に適したものである。

## 【0002】

更に詳しく言えば、本発明は、入力信号の極成分をベースバンドにおいて操作することで、増幅器内で持ち込まれる非線形性を訂正し、それによって、パワーアンプ（PA）の効率向上を実現するような線形RFパワーアンプ及び送信器を提供するものである。

## 【0003】

PAの効率は、通話時間に直接影響を及ぼすため、ポータブル無線設備において不可欠な要素である。QPSKやDQPSKなどの線形変調構成については、不定振幅エンベロープを有することを特徴としており、その点で、エンベロープが一定であるFSKやGMSKとは対照的である。線形変調の構成は、エンベロープが一定の構成に比べて帯域幅に関する効率がよく、それによって、所定の帯域範囲内に割り当てられるチャネルの数を多くできるのだが、PAの線形性に関する要求はより大きくなる。それに対し、エンベロープが一定の変調構成の場合、パワーアンプの線形性は問題にならない。なぜなら、入力信号の振幅エンベロープが変化しないからである。これによって、PAを最高効率点で動作させることができるのだが、最高効率点でのPAには、非線形の傾向が強くなるという特徴がある。不定変調エンベロープ信号が、入力信号として、こうした最高点になるようにバイアスされたPAに入力される場合、結果として生ずる出力信号は、非線形特性に起因する大きな歪みを受けることになる。この歪みは、隣接チャネルにPA出力スペクトルを拡散させる結果を招く場合があり、そうになると、線形変調構成の帯域効率から得られるあらゆる効果が大きく損なわれることになる。

## 【0004】

不定エンベロープ変調の構成を用いる場合に線形出力PAに求められる条件を満たすために、これまで様々な解決方法が提案されており、それらは、当該技



(9)

術分野においてはよく知られている。最も一般的に使われている先行技術の解決方法の1つとして、パワーアンプをバイアスするというものがある。この方法では、実際の送信信号よりもはるかに大きい信号を扱っているかのようにパワーアンプをバイアスし、それによって、送信信号を線形的に増幅する。この方法は、当業者の間では「バックオフ」として知られていて、バックオフ比率は、基本的に、消費されるバッテリー電力において補われる。この結果、出力電力が一定の場合の通話時間は、定エンベロープ変調用の構成を使用するポータブル無線設備に比べると、バックオフ比率に比例して短くなる。「バックオフ」の結果生じるもう1つの問題として、各出力装置で電力消費が増大するというものがある。こうした消費増大は、集積回路に送信器回路を組み込む場合のコストを高めるとともに作業をより困難にする。

#### 【0005】

また、別の公知先行技術の構成として、フィードフォワード増幅と言われる技術を用いるものがある。これは、所望の信号を消去して歪み生成エラー信号を残すようなやり方で、パワーアンプ入力から、縮小した形のパワーアンプ出力を差し引くものである。その後、エラー信号は増幅された上で、PA歪みが消去されるような形でPA出力と結合される。この技術には効率を上げる効果があるが、パワーハイブリッドコンバイナと遅延線とを使用しなければならない。これらはシリコン上に組み込むことができないいうえに電力損失の発生要因となる。さらに、このようなシステムは消去に依存するので、その結果としてドリフトが生じやすく、適宜訂正を行う必要がある。これを実施する方法の1つとして、パイロットトーンを使用するものがある。これについては既に、米国特許：3922617号公報「適応フィードフォワードシステム」(W. R. Denniston R F Hertz, NY1975)に開示されている。しかし、組み立てられた送信器内でスプリアスの問題が生じないように注意を払わなければならない。すなわち、ローカル発振器をさらに追加することで、過度に複雑になってしまうし、離散的狭帯域トーンが存在することで広帯域通信チャネル内に干渉の問題が生じる可能性もある。更に別の問題点として、調整やテストのための時間が長くなるということがある。このことは、定エンベロープ送信器に比べて高コストになる

原因ともなる。

#### 【0006】

第3の先行技術による方法は、エンベロープフィードバックである。この方法では、入力信号は振幅成分と位相成分とに分解される。図1は、エンベロープフィードバックを使用した先行技術の線形送信器のブロック図である。これはもともと、米国特許：5430416号公報「ネスト型振幅変調コントローラ及び位相変調コントローラを有するパワーアンプ」(Black et al. 1994)に開示されていたものである。この場合、信号の振幅成分( $r$ )は、PA(1001)に入力されてPA出力の振幅調整(AM)に用いられ、これはエンベロープ検出器(1003)を囲む閉ループによってなされる。位相成分( $\theta$ )を変調するための位相変調(PM)手段は、位相ロックループ(1005)の形で提供されているが、これは更に、AM変調器によって持ち込まれたあらゆる付随的PMを訂正する。PAにおいて持ち込まれる付随的PMの訂正については、N分周シンセサイザにおける分割比率の変調によって実現するのが最も一般的である。

#### 【0007】

先行技術として説明したようなエンベロープフィードバック線形送信器には、機能ブロックのほとんど全てが集積回路(IC)に組み込み可能である、という効果がある。しかしながら、こうした構成には多くの問題点もあり、特に、高い変調速度が求められる場合には、こうした構成はとりわけ不適当なものになる。さらに、高い変調速度で動作するエンベロープフィードバック線形送信器に対するシステム要求は、過酷なものとなる。数多くある問題点について、高い変調速度での動作に対する条件の説明と共に、以下に示す。

#### 【0008】

- (1) 高い変調速度で効率的に動作するため、エンベロープ検出器の周辺に、非常に応答時間の短い閉ループ振幅制御を設ける必要がある。
- (2) N分周位相ロックループ(PLL)は、変調において生じる非常に高速な位相反転に対処しなければならない。
- (3) AM変調手段とPM変調手段との間の時間ずれを制御するための設備がな

い。

(4) PLL内で大きな分周器を使用しなければならないため、シンセサイザ一位相ノイズに起因して隣接チャネルに干渉が生じ、それゆえ、スプリアス信号が生じる可能性が大きくなる。

#### 【0009】

上記の内容はいずれも、望ましくない隣接チャネル側波帯と言表すことができるだろう。米国特許：5732333号公報「先行歪みを利用する線形送信器」(Cox et al. 1998)には、これらの問題を克服する技術が開示されている。そこでは、受信器A/Dを用いて、IQコヒーレントをベースバンドへダウンコンバートするようにしている。その後、復調された信号が送信信号と比較され、適切な訂正が行われる。この技術には以下のような問題がある。すなわち、2つの信号を一致させておくために余分な処理を行わねばならず、さらに、ローカル発振器を追加しなければならない、ということである。さらに加えて、送信器出力の所で、ダウンコンバータによって不必要な信号が持ち込まれる危険があり、全二重方式のために追加のA/Dが必要となる。

#### 【0010】

本発明は、最高効率点で動作する増幅器の特性の1つを利用することで、これまでに説明した先行技術全てに改良を施すものである。すでに述べたように、従来のRFパワーアンプでは、効率最高点からの「バックオフ」が必要であり、そうしないと、出力信号と入力信号との間に線形関係がなくなってしまう。しかし、効率最高点で動作する増幅器(すなわち、重圧縮増幅器)は、非線形の入力/出力特性を持っている一方で、同時に、電源に対するほぼ線形で予測可能な振幅応答特性を有している。そのため、入力線形信号が振幅成分と位相成分とに分割された場合、電源電圧を用いて信号の振幅応答特性を忠実に再現することができる。このような直接変調方法を用いた場合でも位相エラーは残るが、これらエラーは小さな信号回路によって訂正することが可能である。この変調手段の本質は、パワーアンプを効率が最大となるモードで動作させるとともに、線状性がわずかな信号成分によって確定されるようになっている、ということである。このように、送信器の線状性は小型の信号回路によって確実なものとなり、こうした回

路はより容易に特定される特性を有し、線状性を実現するのに要する電力がはるかに小さくてすむ。

#### 【0011】

上記のような変調用構成を実現する目的で本発明に従って提供されるのは、エンベロープが一定でない変調信号を送信するための線形RF送信器であって、入力信号を位相成分に分解し、さらに、位相成分を同相（I）成分と直角位相（Q）成分とに分解するように構成されたベースバンド処理手段と、信号成分のアナログ表現を生成するように構成された変換手段と、同相成分及び直角位相成分のアナログ表現を受け取り、当該I成分及びQ成分に対し、アップコンバート処理及びRF信号への位相変調処理を行うよう構成された位相変調手段と、位相変調されたRF信号を受信して、当該信号を送信のために増幅するよう構成された出力電力増幅手段と、入力信号の振幅成分を受け取り、当該振幅成分に従って出力電力増幅手段を制御することでRF信号を振幅変調するように構成された直接振幅変調手段と、RF信号を監視し、当該RF信号に応じて変換手段を制御する同期手段と、を有する線形RF送信器である。

#### 【0012】

ある観点から見た場合、本発明は、ベースバンドにおいて入力信号を位相成分と振幅成分とに分解し、その後、振幅成分は変換手段においてアナログ変換されて、さらには、振幅変調手段に直接供給される、という形に構成することができる。

#### 【0013】

別の観点から見た場合、本発明は、ベースバンドにおいて入力信号から位相成分だけを分離するように構成することができる。その後、位相成分は中間周波数信号の位相変調に用いられる。そして、変調された後の中間周波数信号は、エンベロープ検出器及びリミッタに入力され、そこからは、当該信号のアナログ振幅成分が抽出される。そして、アナログ振幅成分は振幅変調手段に供給される。

#### 【0014】

さらに言えば、本発明は、特に、振幅変調と位相変調との間のあらゆる時間ずれを訂正することによって、両者の間の同期を確実にするように構成されている

(13)

。そして、これを実現するために、様々な同期手段が備えられている。この訂正を行うことで、システム構成要素における様々な要因（帯域幅の制限など）によって持ち込まれる変調同期エラーについてはあらゆるものを排除でき、それによって、全体として送信器の線形性に寄与する、という効果が得られる。

【0015】

本発明は、IC上に最大レベルの送信器を組み込む余地を与える、という効果を有する。

【0016】

さらに、本発明は、線形PAに十分な線形特性を与え、それによって、不定エンベロープ変調用の構成を用いても、電力効率の点で定エンベロープの送信器回路に劣らないようにしている。

【0017】

また、さらに別の特徴及び効果として、本発明が提供する構成は、余分なローカル発振器やアナログーデジタル変換器を必要としない。このことは、すでに述べた、シリコン上への組み込みの余地が大きくなるという効果につながる。

【0018】

さらなる効果として、本発明が提供する構成は、送信器の出力段階において、余分な信号を全く発生させない。その結果、遮蔽に関して満たさなければならない条件は少なくなり、スプリアスの問題も最小限に抑制される。さらに加えて、スペクトルの拡張は減少し、帯域効率を大きくすることができる。

【0019】

最後に、本発明にはある程度の自己整合の余地がある。これによって、回路のテストに要する時間を減らすことができ、その結果、同等の、不定エンベロープ送信器を上回るコスト削減を実現する。

【0020】

以下、図2を参照しながら、本発明の第1の好適な実施の形態について説明する。

図2は、本発明による、線形PA及び送信器の構成を示すブロック図である。当該送信器のベースバンドプロセッサは信号を、振幅成分（ $r$ ）と位相成分（ $\theta$ ）

(14)

）とに分解する。その後、位相成分（ $\theta$ ）は更に、同相成分（I）と直角位相成分（Q）とに分解される。そして、これらはそれぞれ、以下のように表される。

$$I = \cos(\theta)$$

$$Q = \sin(\theta)$$

【0021】

このように入力信号を振幅  $r$  と同相成分 I 及び直角位相成分 Q とに分解する処理は、ベースバンドにおいて、アップコンバージョンに先立って行われる。

【0022】

ベースバンド出力はDAC 1、DAC 2、DAC 3に接続されている。DAC 1は信号の振幅表現を変換するのに対し、DAC 2及びDAC 3は、信号の位相表現を供給するために用いられる。これらDACには、発振器14からクロック信号が供給される。DACから出力されたI信号及びQ信号はそれぞれ、フィルタ4及び5を用いて補間された上で、アップコンバージョン用の位相ロックループ（PLL）8内に配置されたIQ変調器の制御のために用いられる。振幅成分  $r$  は、DAC 1においてアナログ変換された後、ベースバンドICから補間フィルタ9へ出力される。その後、補間フィルタ9からの出力は、電圧調整手段10を介してパワーアンプ11の直接調整のために使用され、出力信号の振幅変調を実現する。位相変調は、パワーアンプ11の手前に置かれたアップコンバージョン用PLL 8によって実施される。本発明において、送信器内の最終パワーアンプからの出力を対象とした直接変調は、最大効率を得るために用いられる。

【0023】

第1のローカル発振器7は、シンセサイザから出ており、送信器のための基準として使用される。第2のローカル発振器6は、中間周波数（IF）の生成に用いられる。PLL 8へのフィードバックはPLL出力から取り出されるが、これはPAの振幅変調に付随して発生する位相変調を取り除くことを目的としている。同期手段13は、DAC 1、2、3及び遅延手段（15）に供給されるクロック14のタイミングを変更することで、振幅変調が確実に位相変調に同期して動作させられるようにするために使われる。これによって、デジタルーアナログ変換処理に対する精密な制御が可能となり、それゆえ、振幅信号と位相信号との同

(15)

期も保つことができる。振幅変調と位相変調とが同期をとって動作することは、優れた線形高速データ送信器の実現を保証するためには必須の要件であり、この点は、本発明における最も重要なポイントの1つとなっている。同期装置13の動作については、後で更に詳しく説明する。

#### 【0024】

以下、アップコンバージョン用PLL8について詳細を述べる。IQアップコンバージョンループ8はいろいろな様態で実現することができ、以下の説明でも、様々に異なる種類の構成に言及するが、それらは全て、本発明の線形送信器にも用いることができる。

#### 【0025】

図3に第1の実施様態を示す。なお、図3において点線で囲んだ四角枠の部分は、IC上の構成要素の範囲を示している。

#### 【0026】

図3において、ベースバンドからのI成分及びQ成分を受け取るのは、IQ変調手段である。IQ変調手段は、発振器31が生成する基準周波数 $L \times 2$ をこれら成分と混合するミキサ32、33から成る。そして、変調手段32及び33は結合した混合結果出力を、先ずフィルタに、次いでリミッタ34に供給する。リミッタ34からの出力は分周器35に送られ、更にそこから位相周波数検出器36に供給される。位相周波数検出器36からの出力は、送信器電圧制御発振器38を制御するように配置されたループフィルタ37に供給される。電圧制御発振器38は、分波器39にRF出力を供給する。分波器39は、送信器パワーアンプに第1の出力を提供するとともに、リミッタ314によって位相周波数検出器にフィードバックされる第2の出力も供給する。リミッタ314からの出力は、発振器313が生成するもう1つの基準周波数 $L \times 1$ と、ミキサ310内で混合され、その後、ミキサからの出力はフィルタ311によってフィルタ処理される。そして、フィルタ311からの出力は、第2の分周器312に送られる。分周器からの出力は、位相周波数検出器へ、もう1つの入力値として渡される。

#### 【0027】

動作している間、ループは、周波数 $L \times 2$  (31) のIFと $L \times 1$  (313)

(16)

の基準周波数との和となる周波数の変調出力を供給する。ここで、IFはIQ変調器32によって変調される。そして、RF電圧制御発振器(VCO)38はミキサ311によってダウンコンバートされ、位相検出器36によって変調後のIFに位相ロックされる。これによって、変調後の信号は、ループを通じてVCOへ転送される。高速度データシステムの場合、PLLは全体としては広帯域にして、PLLの反応が原因で生じるあらゆる遅延を回避するようにしなければならない。こうした遅延の一部は同期装置13によって減らされるが(詳細は後述)、ループは、スペクトルの再生という結果を招く位相エラーを発生させる。

【0028】

こうした制限を克服し、基本設計に改良を加えることを目的とし、基本的なPLL構成と組み合わせで利用できる、他の様々な特徴について以下に述べる。

【0029】

図4はオフセットPLLを示す。これは、チョッパ(バイナリ変調器)49がVCO出力に追加された点を除いて、図3に示した構成と同じである。これは、ベースバンドICによって制御され、最悪の場合で180度に達する相転移をPLL内から取り除くために動作する。

【0030】

この場合の問題点は、ループ内でなお90度の転移が生じる可能性があり、その結果歪みが発生するかもしれない、ということである。しかし、考えるうる構成の1つに、位相補間フィルタとしてチョッパを備えたPLLを使用するものがある。この場合、I信号及びQ信号は、直接DACから変調ミキサ32に供給され、PLLは複数の位相状態を補間する。この構成は、隣接のバンドスペクトルの条件に近く使用してもよいし、また、特に厳密でなくてもよい。

【0031】

図5は、更なる改良を加えたものを示す。ここでは、出力位置に、ミキサ、フィルタ510、リミッタ511を有する第2の変調器59が加えられている。I信号及びQ信号は変調器59に直接供給され、変調器59はVCOの後方、そしてPAへの出力の手前に配置されている。変調器は、直接供給されたI信号及びQ信号を基準に90度の相転移を検出し、取り除く動作をする。変調器は高周波



(17)

数で動作させる必要があるが、変調の精度は必要でない。単に PLL 内からの変調を大部分取り除くことだけを目的としたものだからである。しかし、第 2 の変調については、第 1 の変調器と正確に同期をとらなければならない。これを実行するのに適した同期手段に関しては後述する。

#### 【0032】

図 6 に示すのは、図 5 に示した構成の変形例であり、位相検出器へのフィードバック入力に正確な I Q 変調器 615 が配置されている。

#### 【0033】

図 6 において、発振器 61 が生成した基準周波数  $L O 2$  は、リミッタ 62 と分周器 63 とを介して、そのまま位相周波数検出器 64 に渡される。位相検出器 64 は、ループフィルタ 65 を経由して電圧制御発振器 66 に電圧制御信号を出力する。電圧制御発振器 66 は RF 信号を出力し、当該信号は、ミキサ 67、フィルタ 68、リミッタ 69 を有する別の I Q 変調手段に供給される。これら変調手段からの出力は、その後、信号分波器を介して送信器パワーアンプに送られる。また、信号分波器も、加算器に出力信号を供給する。当該加算器は、出力信号を送信器パワーアンプからのフィードバックに加算した後、その結果の信号を、リミッタ 616 からミキサ 611 へと送る。そして、結果信号はここで、発振器 610 からの基準周波数  $L O 1$  に混合される。さらに、ミキサ 611 からの出力は、フィルタ 612 において高域パスフィルタ処理が施された後、位相検出器へのフィードバック経路に配置された高精度の I Q 変調器 615 に渡される。I Q 変調器 615 は、フィルタ 614 及び分周器 613 経由で、位相周波数検出器 64 に位相変調信号を出力する。正確に動作させるためには、変調器 615 に直接送られる Q 信号の符号を VCO 変調器のそれと反対にし、それによって PLL での位相消去が可能になるようにしておく。

#### 【0034】

図 7 に示すのは図 6 に示したのと類似の構成であるが、ここで VCO 66 は、微分回路 713 とそれに続く DAC 714 から得られる微分位相信号によって周波数変調される。微分回路 713 及び DAC 714 は、ベースバンドにおいて位相信号を処理する。この周波数変調は、ループフィルタ 65 の出力に位置する加

算器75内で行われる加算によって実施される。その結果、VCO66の後に変調器を置く必要がなくなり、PAへの入力位置におけるSN比は改善されることになる。ただし、消去の効果は、VCO66のループゲイン変数に依存する。位相変調器の位置については、第2のローカル発振器の後方であってもよいし、PLLのフィードバック経路内に配置してもよい。また、分周器613は、位相制御が組み込まれたN分周デルタ・シグマ変調器に置き換えても良い。

#### 【0035】

アップコンバージョンループ8内で位相変調が実施される手順については以上で説明を終え、次に、図2に示す出力増幅器11による直接振幅変調に関する詳細な説明を以下に記す。

#### 【0036】

効果的な振幅変調のために採りうる方式には、開ループ、閉ループの2つがある。開ループが使用できるかどうかは、出力機器への供給と有効出力電圧振幅との間に既知の反復可能な関係が存在するか否かによって決まる。一方、閉ループが使用できるかどうかは、RF検出器の反復可能特性によって決まる。

#### 【0037】

開ループ手法では、電圧制御装置に信号が入力される。電圧フィードバックループを用いれば、DAC出力へ加えられるのと全く同じ電圧がPAに加えられるようにすることが可能となる。出力装置への供給が小さくなるにつれて、出力への有効電圧振幅も減少し、その結果、出力電力も小さくなる。このように振幅が限られていると、出力電力は、おおよそ制御電圧の2乗に比例したものとなる。この特性が反復可能であるならば、ベースバンドIC内に変換テーブルを使用することで、変調電圧と出力電力との間に、正確な2乗法則の関係を保証することができる。これによる効果は、先ず、閉ループ方式を用いた場合よりも制御速度を高速にすることが可能となる点であり、さらに、RF検出器エンベロープ内でのスプレッドが許容可能な範囲におさまる点である。そのため、この技術は、高速な変調機構にとっては理想的なものである。

#### 【0038】

閉ループ構成とすることも可能であるが、高速データ変調に対応できる程度に

(19)

応答時間を短くできるかどうかの問題がある。閉ループ法の場合、出力レベルのフィードバックを提供できるかどうかはRF検出器に依存する。高速サーボループは、出力ステージのあたりで閉じることができる。出力電力の制御を実現するには、開ループの場合と同じように出力装置電圧を変更してもよいし、出力装置のバイアスのレベルを変更してもよい。閉ループには、制御される装置が遮断せず飽和もしないという特徴があるので、注意が必要である。さもないと、制御ループが開き、出力スペクトルが異常に低下する結果を招く。そのため、制御増幅器の出力には、飽和が起こった場合に入力振幅制御レベルを低下させるクリップレベル検出器が必要となる。飽和は、ループ内制御電圧の突然の増加によって検出することができる。

## 【0039】

ベースバンド変調は、ベースバンドIC内の予変調フィルタによって制限される帯域であるが、残念ながら、分割後の位相成分及び振幅成分はそうではない。したがって、ベースバンドICにおけるオーバーサンプリング比率は大きくする必要がある。この問題に対する解決方法としては、以下のものを利用することができる：

(a) サンプルのベースバンド信号を直接PLLに入力し、PLLを補間回路として用いる。

(b) ベースバンド信号に対し先行歪みを施すことで補間フィルタ／サンプリングを補償する。

(c) ベースバンド複合IQ信号とリミッタとを使用する。

(d) ベースバンドにおける分割I位相成分及びQ位相成分を、振幅信号で部分的に変調する。その場合、位相成分信号は、以下のようになる：

$$I = (am(1 - \sigma) + \sigma) \cos \theta$$

$$Q = (am(1 - \sigma) + \sigma) \sin \theta$$

上記の式において、項「 $(am(1 - \sigma) + \sigma)$ 」は振幅変調から生じるものであり、「 $\sigma$ 」は、制限された帯域幅を以下に記すように補償するための変数である。

## 【0040】

サンプルされたベースバンド信号を直接PLLへ入力する方法については、すでに述べた。解決方法(b)、(c)、(d)に関して、以下に示す。

【0041】

解決方法(b)、すなわち、ベースバンド信号に先行歪みを施す方法の場合、ベースバンド信号プロセッサを用いてI信号及びQ信号に先行歪みを施す。その結果、サンプリングやアンチアリアシングが原因で生じたエラーは予め補償されることになるので、フィルタリング後の正味のエラーが減少する。

【0042】

一方、解決方法(c)、すなわち、ベースバンド複合IQ信号を使用する方法は、振幅と位相とに信号を分解した上で当該位相を定エンベロープ信号として出力する代わりに、I成分及びQ成分を、事実上、帯域限定のベースバンド信号のデカルト成分にする、というものである。これは帯域限定の信号であるため、当該ベースバンド内では、低い過サンプリング率やアンチエイリアシング信号を使用することができる。これより後、信号は回路のアナログセクション内で変調される。そのため、限られた過サンプリングが原因となる問題は回避することができるので、位相成分はリミッタを用いて抽出することができる。

【0043】

解決方法(d)については、リミッタにおいて信号のダイナミックレンジを小さくし、それによってSN比を大きくする目的で、ベースバンドICの中でIQ信号の振幅をいくらか圧縮するやり方を用いることができる。入力される変調の正確な内容は、解決方法(d)に関連して上で示した式によって表される。そうして、振幅圧縮は、上記の式における変数 $\sigma$ をベースバンド帯域幅とリミッタダイナミックレンジとの間の平衡が実現されるような小さな分数とすることで、達成される。

【0044】

本発明に関する観点のうち、電源制御の効率に関する説明を以下に記す。

定エンベロープ送信器の場合と同じような電力節約の効果を実現するためには、送信器の振幅変調セクションにおける電力損失を避けることが必要である。これを達成する方法の1つとして、出力ステージへのバイアス制御を変調する、と

(21)

いうものがある。これは、閉ループ法を用いれば達成できるが、開ループパイアス制御には反復性が無い。閉ループ変調を用いることは必ずしも望ましくないため、節約を達成するために何らかの他の方法が必要である。

## 【0045】

開ループ法においては、振幅変調器内の直列パス装置を通る間に電圧降下を生じさせることで電力低減を実現する。残念ながら、この電圧降下は、電力の損失を表すものである。こうした電力損失をいくらかでも克服するために、いずれも本発明の範囲内で使用可能な2つの異なる構成を提示する。

## 【0046】

図8は、第1の電力節約手段を示す。ここには、効率切り替えモードコンバータを用いて生成される第2の低減後レベル電力レールが含まれている。2つの直列パス装置84、86は、それぞれ固有の電源と直列になる形で使用されており、電圧制御ループは2つの装置の周辺で閉じている。当該制御手段は、平均電力レベルでは、低い方の供給電圧直列パス装置84が大部分の電流を通過させ、当該装置では電圧降下が小さくなるように、構成されている。振幅ピークが生じた際、この装置はカットオフし、切替手段85によって、高い方の電源からの直列パス装置86への引き継ぎが生じる。図8には、こうした処理を可能とするのに適当な切替手段85（2つのダイオード85で成るもの）を示してある。なお、高い方の供給電圧を直接ベースバンドICから与えるような形にすることもできる。

## 【0047】

図9は、第2の電力節約手段を示す。この場合、切り替えモードコンバータは省かれ、切り替えモード機能は、ベースバンドからのPWM制御によって、基本的に直列パスコントローラ95に組み込まれている。直列パス装置は、ベースバンドによって決定される期間の間、チップを制御線912によって完全なオン状態にされる。結果として生ずる電圧パルスはインジケータによって合成され、加算器96によって精度の高い訂正処理を行う電圧帰還増幅器93によってあらゆるエラーが訂正される。

## 【0048】

図9に示した切り替え回路は、説明の便宜上単純化した形で示している。直列パストランジスタ95のパルス切り替えによって電力の損失は小さくなり、その結果、送信効率はより高くなる。

#### 【0049】

既に述べた通り、変調プロセスにおけるAM成分とPM成分とを同期させる何らかの手段は、高速データ変調に不可欠であり、また、このことは本発明の最も重要な側面の1つとなっている。同期処理は、以下に記述するような同期装置によって実行される。

#### 【0050】

同期装置の動作は、振幅エンベロープの振幅極小値が位相状態の変化に対応するという事実に依存する。図10は同期装置のブロック図である。これは、結合されたAM及びFMの送信信号からの検出を行う。送信出力は先ず、可変遅延101とミキサ102とから成るFM弁別器に入力される。弁別器からの出力は、2つのローパスフィルタ103、104に供給される。第1のフィルタ103は、長時間常数フィルタである。ここからの出力は比較器105に供給され、遅延101の変調を介して、結果的にはミキサ102の出力におけるDCレベルを固定した状態に維持する。弁別器出力は短時間常数フィルタ104に接続されており、フィルタはミキサ出力から2倍周波数成分を取り除く。フィルタ104の後、FM弁別器は位相移行が起こる度にパルスを出力する。遅延101は、カスケード式RCネットワークによってIC内にインプリメントされ、カスケード式RCネットワークの変調手段によって変化させられ、そして、いくつかのカスケードのソースインピーダンスの変調によって変化させられる。サーボループの機能は、検出器における位相オフセットを維持することであり、それによって、位相変化が検出できるようにする。なお、位相直角の中にもう1つミキサを用いて、サーボループの駆動のために使用することもできる。

#### 【0051】

送信器出力信号は、FM弁別器に接続されるだけでなく、エンベロープ検出器106にも接続されている。エンベロープ検出器からの出力は微分回路107に接続され、そこで振幅極小値を得るために微分される。極小となる点の周辺で、

(23)

振幅微分は符号が変わる。振幅微分がサンプラ108で弁別器パルスによってサンプリングされると、制御信号が得られる。当該制御信号は、位相変調信号に関して振幅変調信号のタイミングを動的に変調するために使うことができる。いずれの検出器についても精度は重要でない。

#### 【0052】

位相変調に関する振幅変調の動的調整は、DACに供給されるクロック信号に入力される遅延を制御することによって実施される。このような制御を行うことで、I成分及びQ成分の位相と振幅、そして振幅成分を制御することができるようになる。

#### 【0053】

同期装置内の全ての機能ブロックは、IC内に含めることができる。コヒーレント技術を用いなくても、構成を簡潔にし、PA出力のスペクトル汚染の危険を減らすことができる。

#### 【0054】

本発明の各変形例において使用した上述の同期手段の他に、更に特別な同期手段が必要となる場合がある。それは、PLLが、図5及び図6に示し、すでに説明したような二重変調式の種類の場合である。そうした追加の特別な同期手段について、図12及び図13を参照しながら説明する。

#### 【0055】

ここでは、図12に示すように、2つの別個の位相変調器32、59が用いられている（図5及び当図に関する前記の説明も参照）。これら変調器の間のタイミングオフセットは、PLLのループ帯域幅を上回るスペクトル成分を含むエラーを発生させる結果となる。したがって、PLLを用いても、こうしたエラーがシステム全体の位相エラーに及ぼす影響を低減することにはならず、そのため、更にタイミング調整を行う必要がある。この更なるタイミング調整は、PM用の特別な変調同期手段216の追加によって実現される。

#### 【0056】

タイミング調整を行う目的は、ポストVCO変調器59に入力される信号のタイミングを調節して基準となる変調器32との同期を実現することである。これ

は 3 つの信号によって達成される：

- (1) 振幅ゲート信号；
- (2) 位相回転方向信号（ベースバンド IC から）；
- (3) PLL 周波数エラー信号。

#### 【0057】

振幅ゲート信号は、AM 変調信号がちょうど最低となる点において（例えば、0.05 のピークレベル）、アクティブハイにセットされる。その後、当該信号は他の全ての AM 出力に対してアクティブローとなる。

#### 【0058】

ベースバンド IC からの位相回転信号は、ポジティブな位相回転に対してはハイに、ネガティブな位相回転に対してはローに、保たれる。

#### 【0059】

PLL 周波数エラー信号は、VCO チューニング制御電圧が交流結合されたものである。3 つの信号の派生は、図 12 を見れば分かる。同図は、PM 用の特別な変調同期手段 216 が 2 点変調 PLL にどのように接続されているかを示している。

#### 【0060】

図を見て分かる通り、VCO チューニング電圧は、VCO 38 への入力に先立ち、ループフィルタ 37 の出力から引き出される。位相回転信号はベースバンド IC から直接的に入力される。そして、振幅ゲート信号は、すでに述べたように、PA に直接入力される振幅制御信号から派生する。位相回転信号は 2 極に変換され、2 極とは、0 と 1 とではなく、-1 と 1 との係数の信号である。振幅制御信号は、PM 用の特別な変調同期手段への入力に先立って、ゲート手段 217 によりゲート処理される。ベースバンド IC プロセッサはさらに、位相回転信号に上述の特性を提供するための手段を含む。

#### 【0061】

同期装置の機能は、図 13 において見る事ができる。ここに示すように、VCO チューニング制御電圧には、PLL の位相検出器及び分周器において生じる白色雑音及び変調におけるオフセットに起因する様々な周波数のインパルスが含



(25)

まれている。また、図には振幅ゲート信号も示してある。これは、AM変調信号が最低となる点においてのみアクティブハイとなり、パルスを生じさせる。さらに、ベースバンドICからの位相回転信号も示してある。

#### 【0062】

同期装置は、振幅ゲート信号でVCOチューニング制御電圧を増大させることによって動作する。VCOチューニング制御電圧内に含まれる変調オフセット周波数インパルスは、変調において位相変化が生じるたびに生成されるため、振幅ゲート信号のパルスとの間には強い相互関係があり、エラーインパルスは、図に示す通り、電圧の増大の結果生じる。このようにエラーインパルスが振幅ゲート信号との間に相関関係を有する一方で、白色雑音は影響を受けないままなので、変調同期に対する白色雑音の影響については、徹底的に低減することができる。2極位相回転信号はゲートされたエラーインパルスによって増大させられ、その結果として生ずる信号は、統合されて、内部の同期制御手段に供給される。この手段は、結果として生ずる信号を受け取り、これを用いてクロックタイミング信号を制御するように構成されている。クロックタイミング信号は、PM変調同期手段216から、第2の変調器59の入力位置に置かれて、それぞれI、Qに対応するサンプルアンドホールド回路301、302へと出力されるものである。タイミング信号は、AM変調及びPM変調の同期を維持するのに適した形で、サンプルアンドホールド回路に入力されるクロック信号を進めたり遅らせたりする。

#### 【0063】

本発明の第2の観点による送信器に関する別の実施の形態について、以下、図11を参照しながら説明する。

#### 【0064】

図2に示した実施の形態のようにアップコンバージョンループ内にIQ変調器を用いる代わりに、IQ成分をIFに変換する単独のIQ変調器111を使用することができる。信号におけるI及びQの位相成分は、DAC2及びDAC3の前でIとQとに分解されたベースバンド信号と取り替えられる。それから、PLL向けの位相成分は、IQ変調器111の後でIFにおいて動作するリミッタ1

14によって抜き出される。リミッタ114の出力は、以前に図2において示したのと全く同じ送信チェーンの残り部分と共に、オフセットPLL8に接続されている。信号の振幅エンベロープは、すでに述べたようにベースバンドで抜き出されてもよいが、その代わりに、図11に示すエンベロープ検出器113によってIFにおいて抜き出すこととしてもよい。そのような検出器は、ICの中のIFに容易に実装することができる。この場合、IQ信号のエンベロープは、パワーアンプに関する一般的な二乗規則から公知の量だけ先行歪みを施しておかなければならないだろう。しかし、こうした構成には、業界標準IQインタフェースを使用できるという利点がある。入力された信号振幅成分の抽出に関するこうした変形部分を除けば、他の構成用要素は全て、図2に示した実施の形態における構成要素と同じである。また、すでに述べたような、システム内の各種モジュールに関する様々な代替構成も全て使用することができる。例えば、図8または図9における電力効率を高めた振幅変調手段については、いずれを用いることも可能であり、また、同様に、本文で述べた基本PLL設計への様々な改良についても用いることができる。

#### 【0065】

すなわち、本発明は、効率的な線形パワーアンプとこれに関連する送信器とを提供するものである。当該送信器は、線形変調されて不定振幅エンベロープ変調信号を供給する信号を、電力の点から見て効率的に送信するのに特に適しており、不定エンベロープ変調信号が用いられるシステムのいずれにも利用できるようなものである。

#### 【0066】

様々なシステム構成要素を先に述べたように組合せて成る効率的な線形パワーアンプを提供することに加え、本発明の様々なシステム構成要素についても、独立したものと見なすことができ、また、他システムの中で用いることができることは、容易に理解されるであろう。特に、図10に示した変調同期手段は、振幅と位相変調との間の同期を必要とするような他のシステムにおいても使用することが可能であり、本発明の送信器に使用対象が限定されることはない。さらに、図8及び図9に示した2つの振幅変調回路もまた、本発明の送信器に使用対象が

限定されることはなく、他のシステムに使用することができる。結論として、本発明のこれら構成要素は、それ自身で、単独の発明と見なすことができる。

【図面の簡単な説明】

本発明に関する上記以外の特徴及び効果については、特に好適な実施の形態（単なる一例として示すもの）についての説明を、特に、添付の図面を参照しながら読めば、容易に明らかになるであろう。その図面とは以下のものである。

【図1】 本文中で以前に説明した従来技術の線形送信器のうちの1つを示す図である。

【図2】 本発明による送信器全体のブロック図である。

【図3】 本発明において使用するPLLアップコンバージョンループの構成の1つを示すブロック図である。

【図4】 本発明において使用可能な別の形のPLLで、位相反転を実現するチョッパを備えるPLLを示すブロック図である。

【図5】 本発明において使用可能な更に別のPLLであって、PLLの応答から変調を分離する二重点変調を備えるPLLを示すブロック図である。

【図6】 二重点変調を備えるPLLに関する別の形の構成を示す図である。

【図7】 本発明による別の構成のPLLであって、電圧制御発振器（VCO）の周波数変調を用いて第2の変調点を実現するPLLを示す図である。

【図8】 本発明において使用する、電力効率の高い形で振幅変調を行う第1の手段を示す図である。

【図9】 電力効率の高い形で振幅変調を行う第2の手段を示す図である。

【図10】 本発明の変調同期手段のブロック図である。

【図11】 本発明による別の実施の形態における送信器全体を示すブロック図である。

【図12】 図5に示す二重位相変調ループを、追加の変調同期を備える形で示すブロック図である。

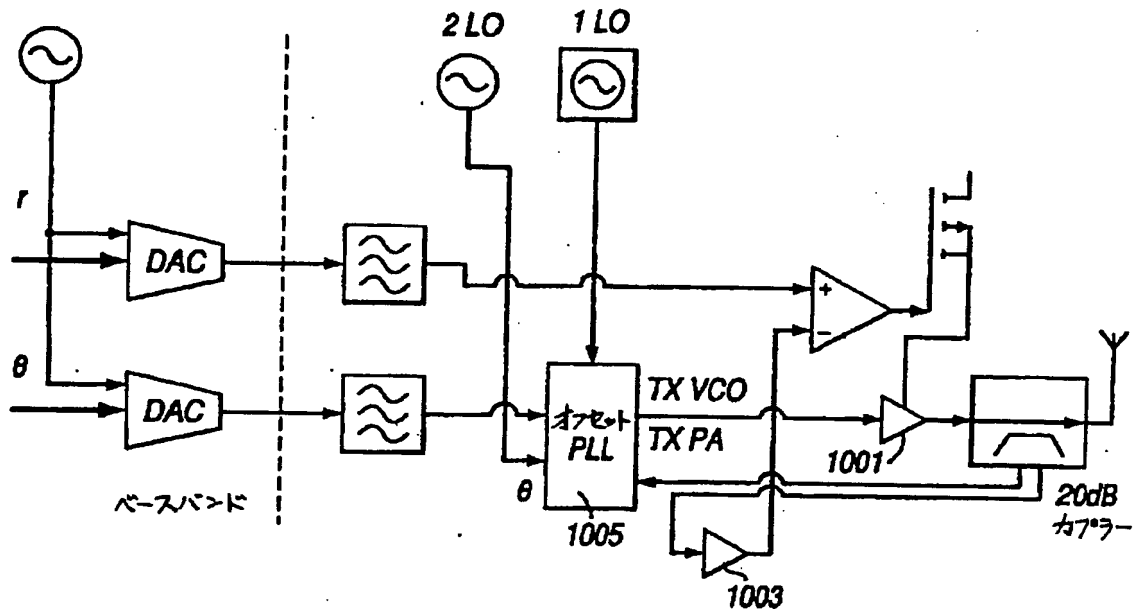
【図13】 図12に示す同期装置の機能を示す図である。

念のために言うと、図面において、各種の構成要素を囲む点線の四角は、集積回路へ組み込むことのできる構成要素の範囲を示すものである。すなわち、四角

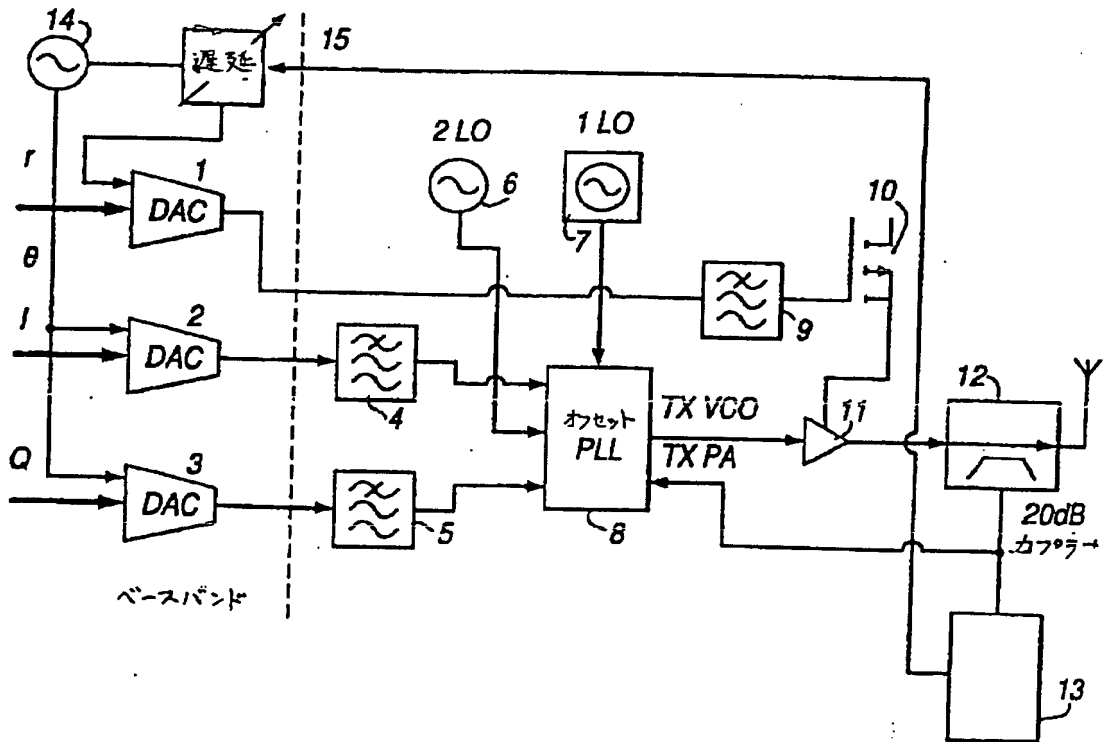
(28)

の内側にある構成要素は全て、IC上に組み込むことができる。

【図1】

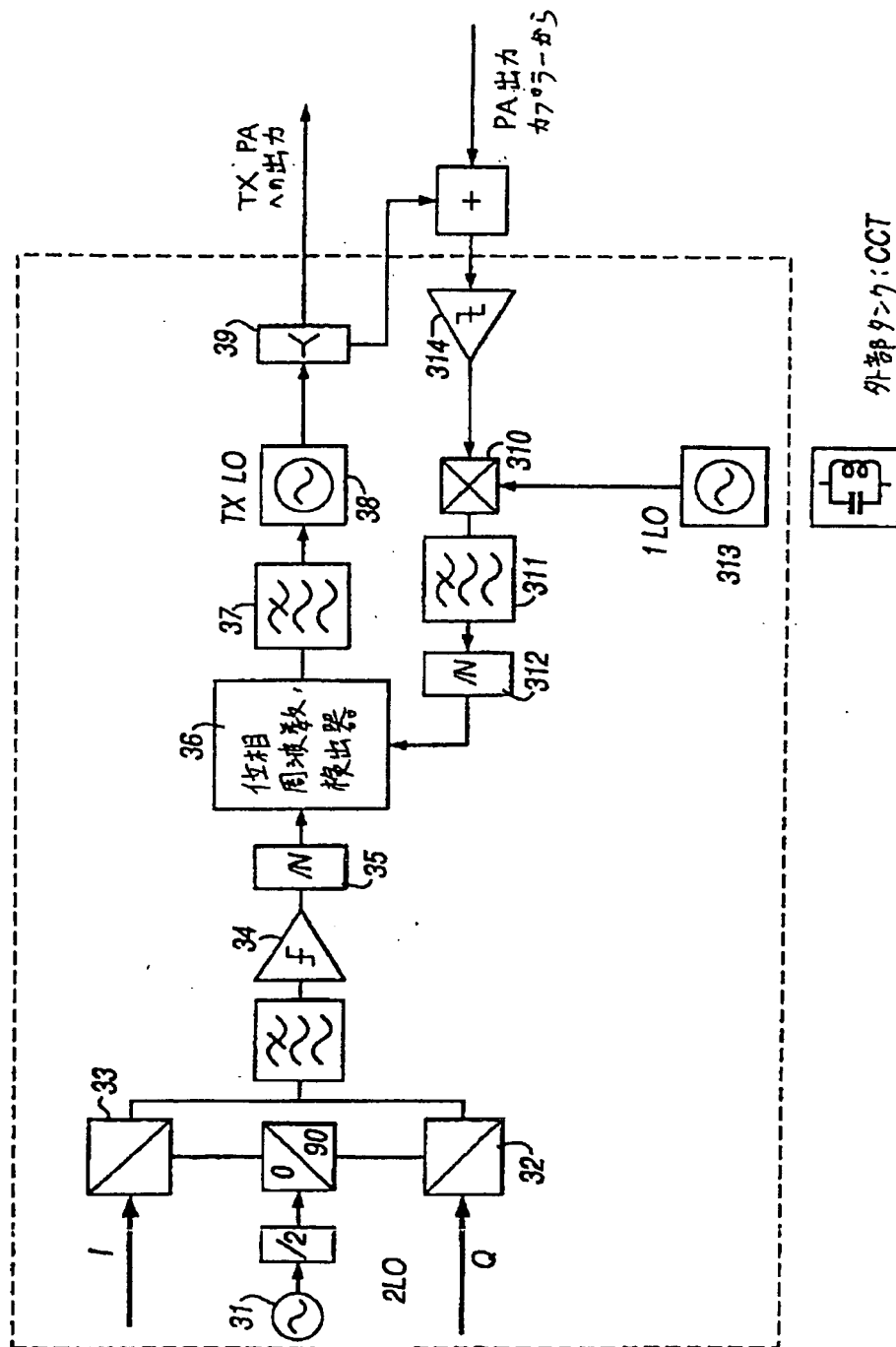


【図2】



(29)

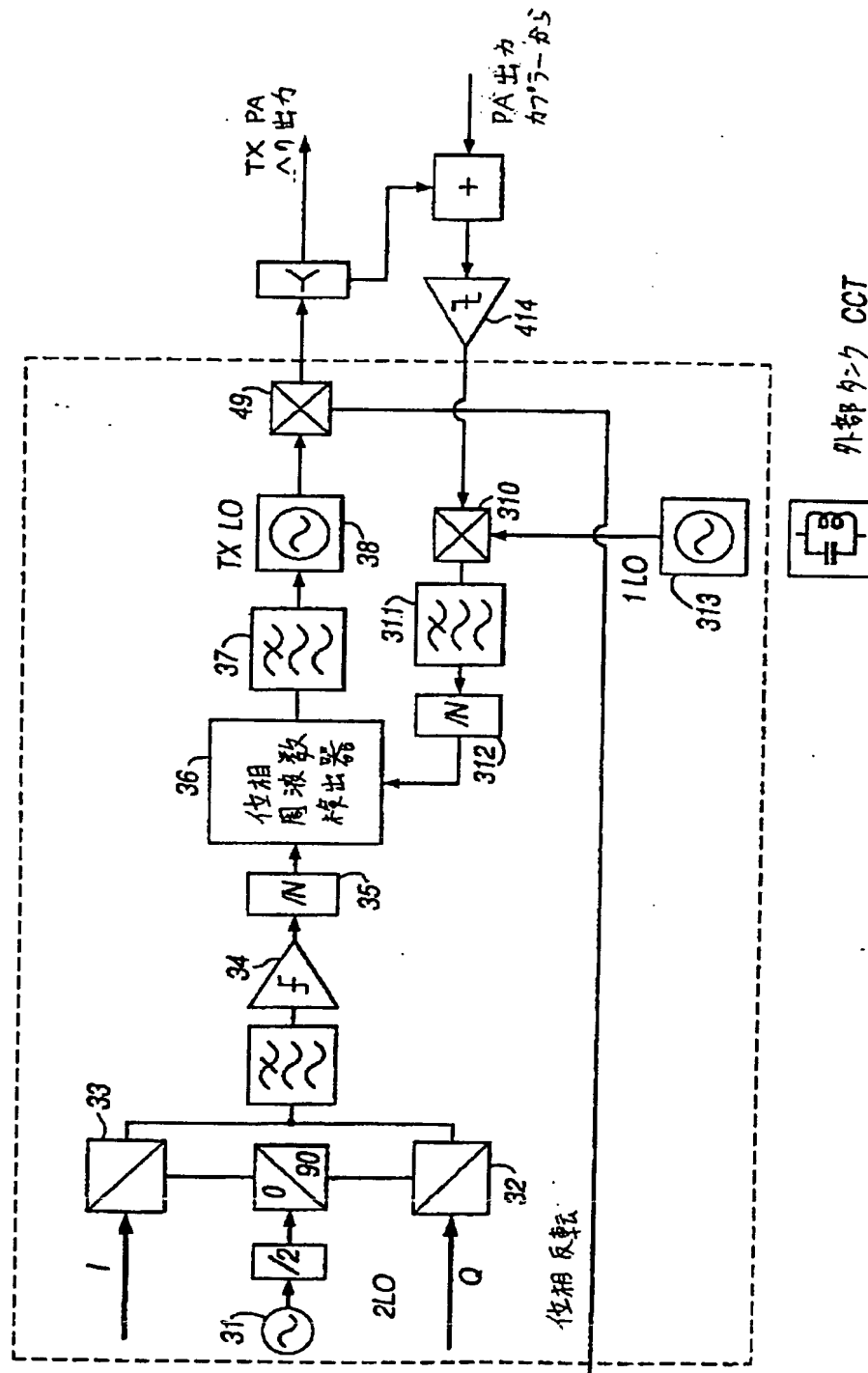
【図3】



外部9-7: CCT

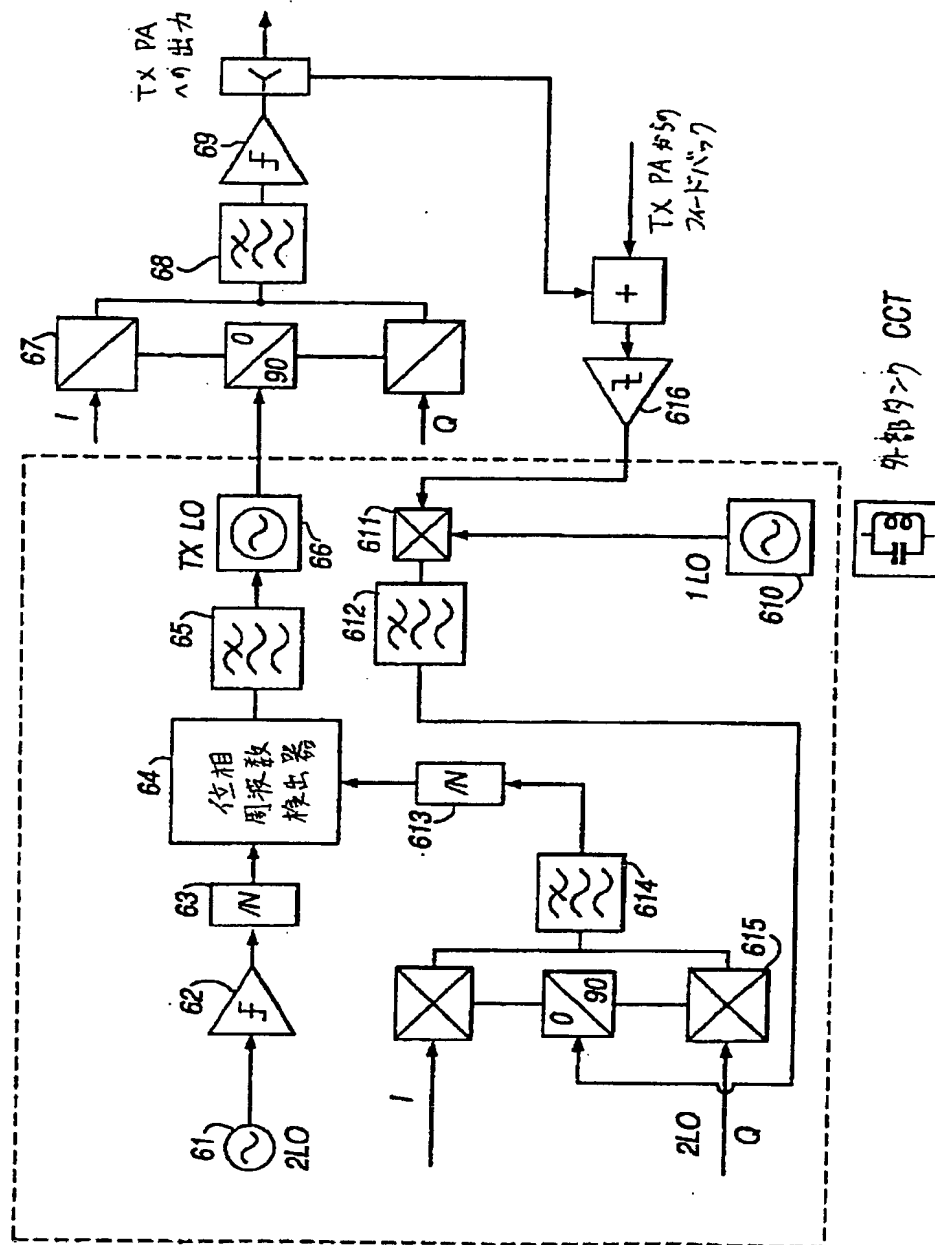
(30)

【図4】



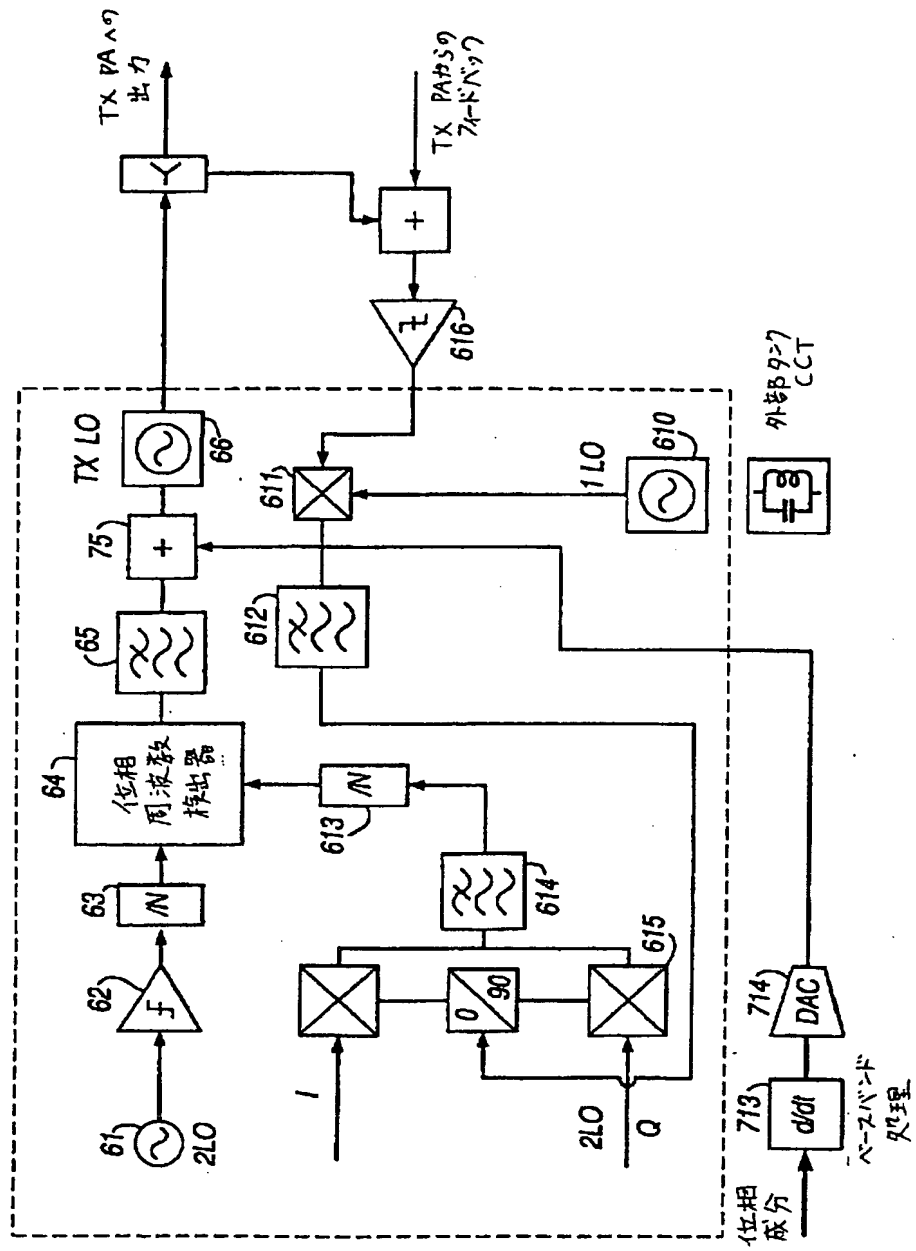


【図 6】



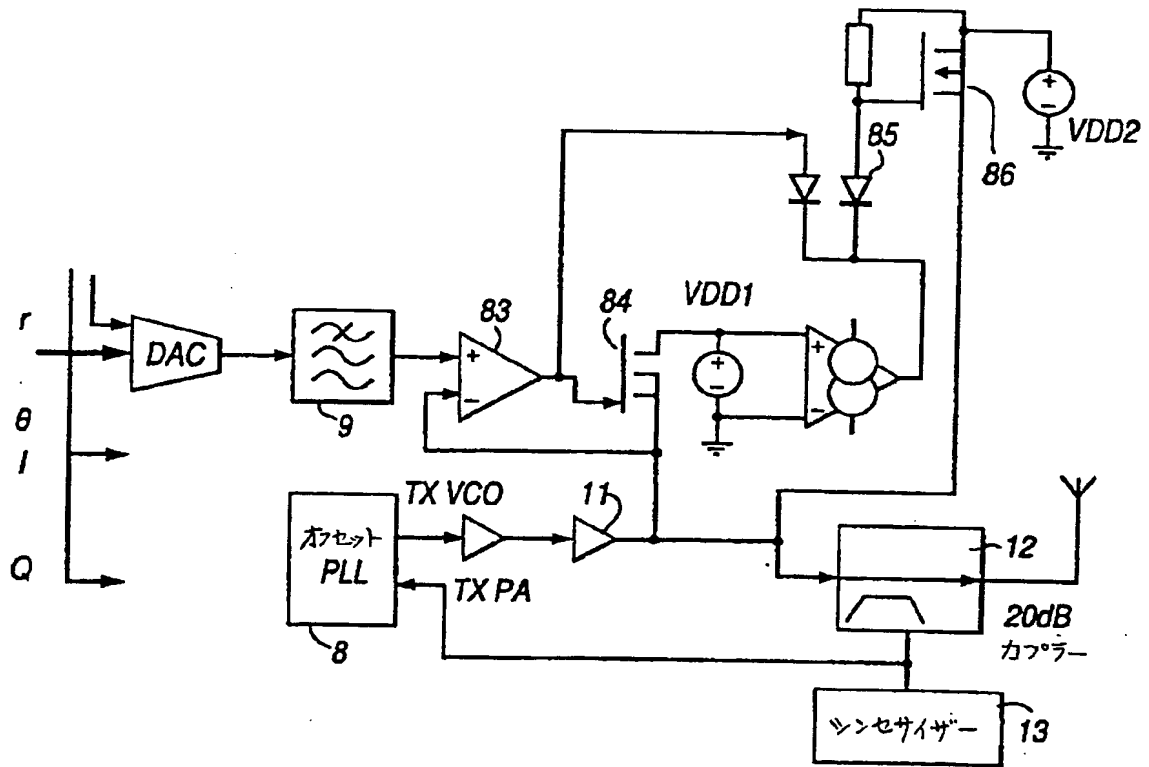


【図 7】

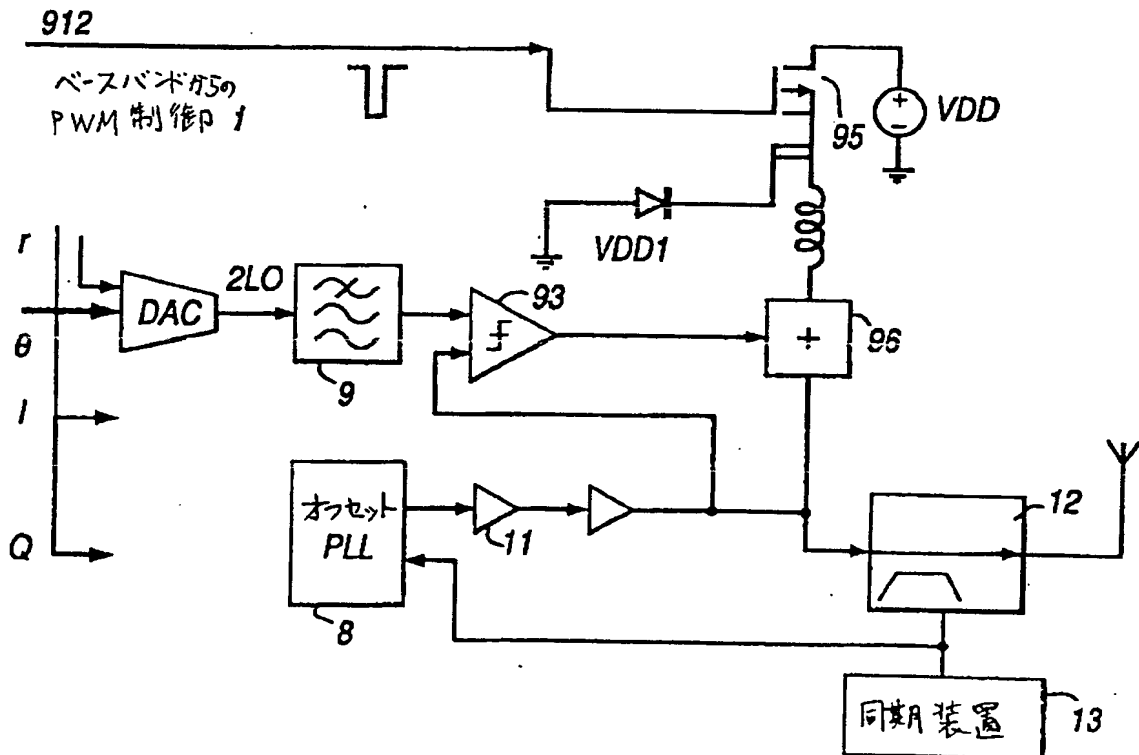


(34)

【図 8】

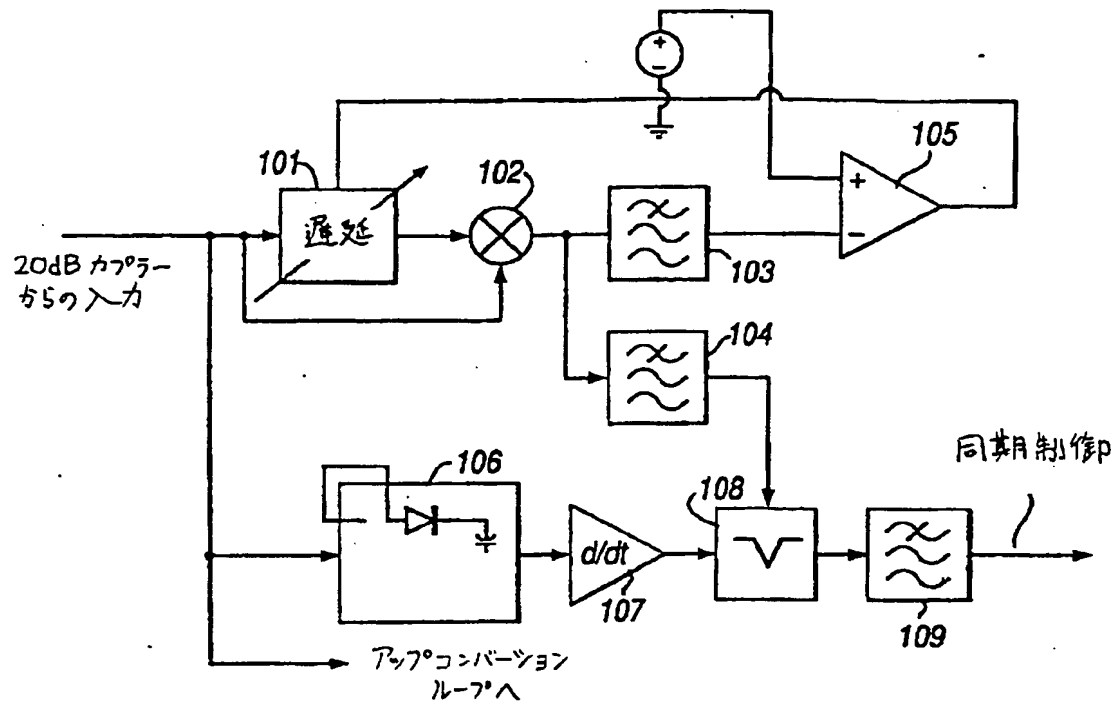


【図 9】



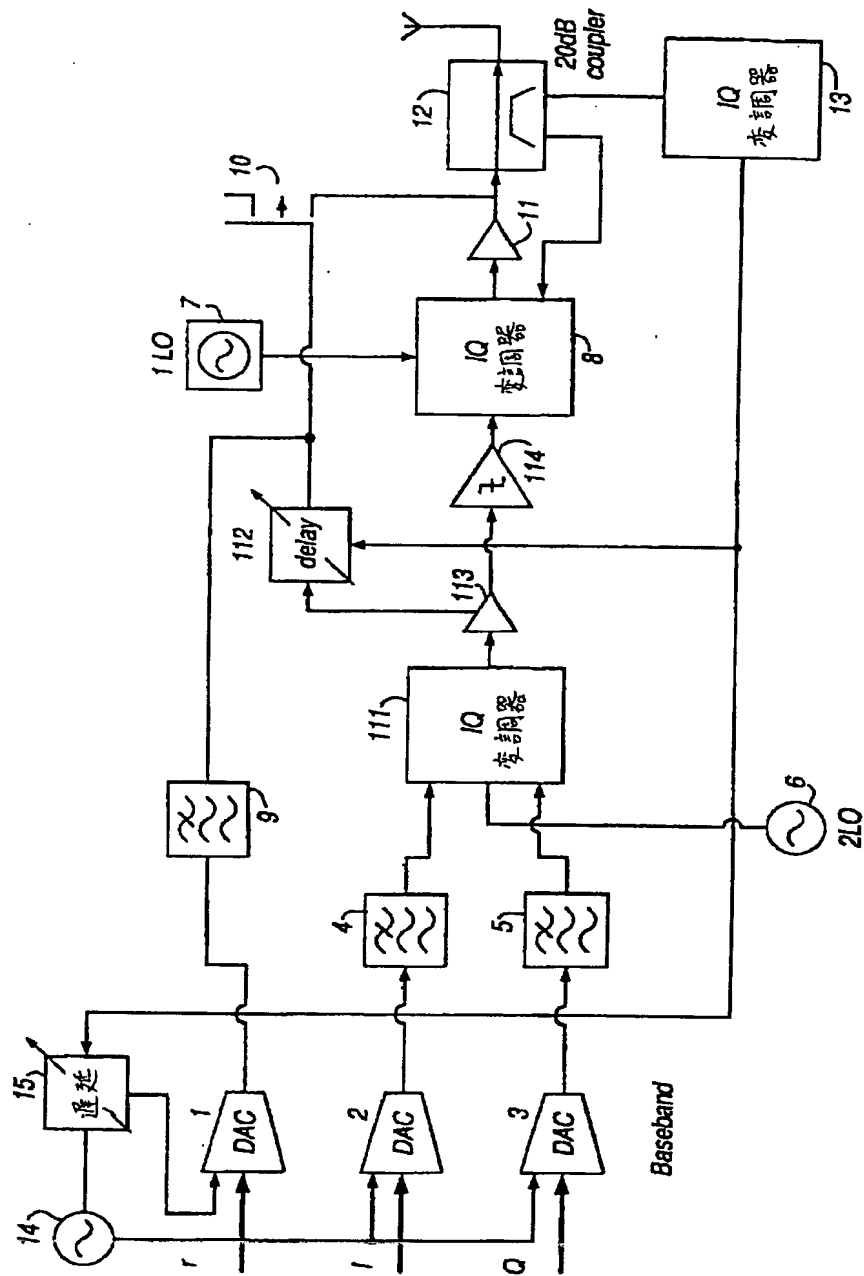
(35)

【図 10】



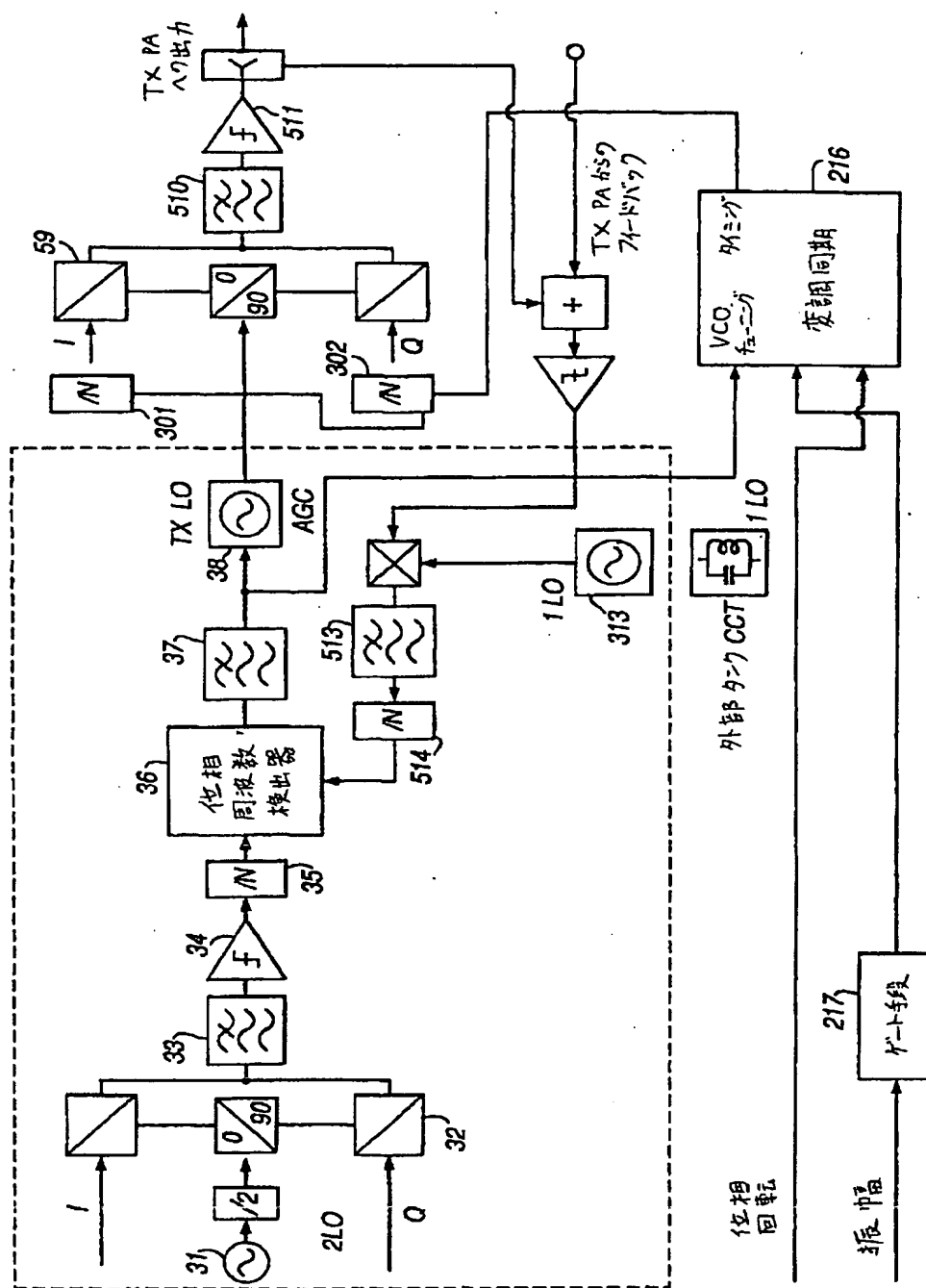
(36)

【図 11】



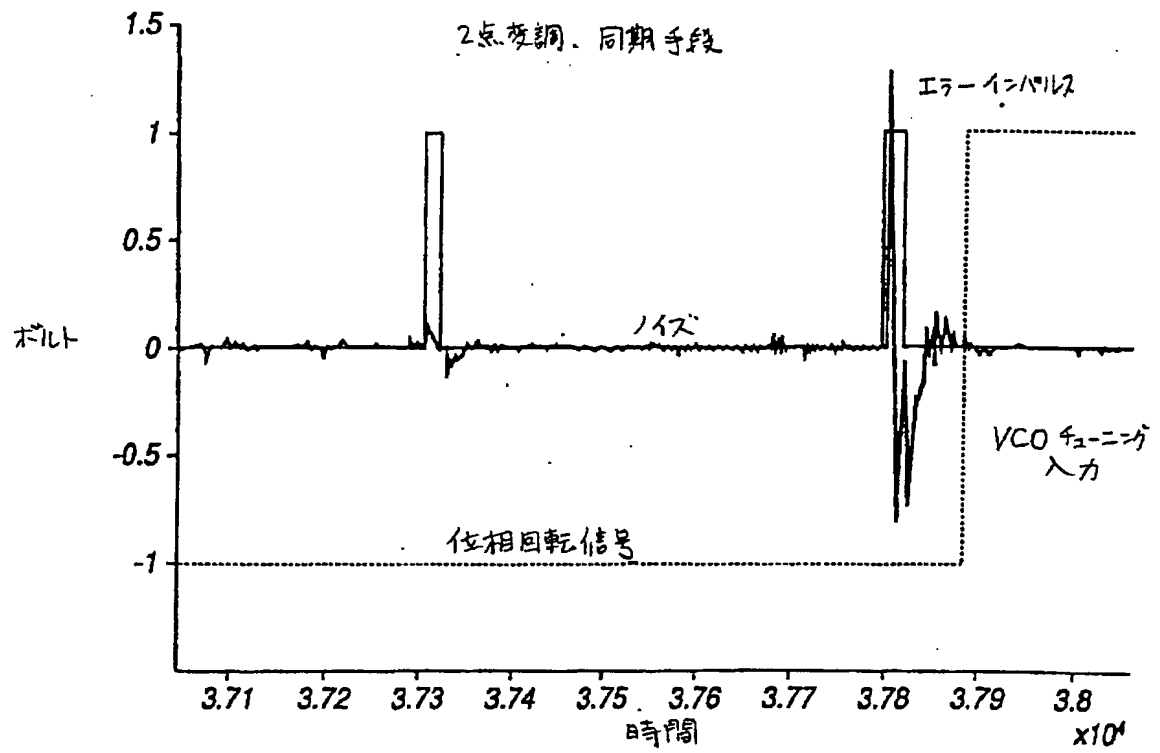
(37)

【図 12】



(38)

【図13】



(39)

【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Patent Application No. PCT/GB 99/03864		
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 H04B1/04 H04L27/36 H03F1/32		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04B H04L H03F		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages Relevant to claim No.	
A	GB 2 320 381 A (MOTOROLA INC) 17 June 1998 (1998-06-17) abstract page 4, line 20 - page 6, line 3 page 10, line 3 - line 12 figure 2 figure 3	1-4, 13
A	DE 44 29 535 A (ROHDE & SCHWARZ) 22 February 1996 (1996-02-22)  the whole document	1, 2, 4, 10, 11, 13-15, 21-24
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search  21 February 2000	Date of mailing of the international search report  28/02/2000	
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5518 Patentium 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	Authorized officer  Lindhardt, U	

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

(40)

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/GB 99/03864

## C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 4 176 319 A (KAHN LEONARD R) 27 November 1979 (1979-11-27)  abstract column 1, line 63 -column 4, line 14 figure 1  —————	1, 2, 10, 11, 13, 14, 21-24

1

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)



(41)

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Internat. and Application No.

PCT/GB 99/03864

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
GB 2320381 A	17-06-1998	US 5901346 A	04-05-1999
		BR 9706220 A	30-03-1999
		CN 1190286 A	12-08-1999
DE 4429535 A	22-02-1996	NONE	
US 4176319 A	27-11-1979	NONE	

(42)

## フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7	識別記号	F I	テ-マコ-ト (参考)
H 0 3 L 7/08		H 0 4 L 27/20	Z
H 0 4 L 27/20		H 0 3 L 7/08	N
(81) 指定国	EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I T, LU, MC, NL, PT, SE), OA (BF, B J, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP (GH, GM, K E, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW ), EA (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, T J, TM), AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, C U, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, I S, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, L K, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, T M, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW		
Fターム (参考)	5J090 AA04 AA41 CA01 CA21 CA26 CA36 FA08 FA19 GN05 GN06 HA09 HA19 HN08 HN17 KA15 KA16 KA32 KA34 KA42 KA53 KA55 KA68 MA11 MA20 NN16 SA14 TA01 5J106 AA04 BB02 CC16 CC21 CC55 DD13 DD15 GG04 KK40 LL02 5K004 AA05 FE00 5K060 BB07 CC04 DD04 FF06 HH02 HH06 HH15 HH25 KK03 KK08 LL30		

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☒ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**